

PAT-NO: JP402193547A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 02193547 A

TITLE: ELECTROMAGNETIC ROTARY MACHINE WITH
RADIAL POSITION CONTROLLER FOR ROTARY BODY UTILIZING
ROTARY MAGNETIC FIELD OF MOTOR

PUBN-DATE: July 31, 1990

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

CHIBA, AKIRA

FUKAO, TADASHI

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

CHIBA AKIRA

FUKAO TADASHI

COUNTRY

N/A

N/A

APPL-NO: JP01009375

APPL-DATE: January 18, 1989

INT-CL (IPC): H02K007/09, F16C032/04

US-CL-CURRENT: 310/90.5

ABSTRACT:

PURPOSE: To facilitate the positional control of a high-speed rotary body by a method wherein rotary magnetic field, generated by an electromagnetic rotary machine, is unbalanced positively to generate a force exerted in the rotating direction of the rotary body and control this force.

CONSTITUTION: An electromagnetic rotary machine is

constituted of upper and lower symmetrical parts as shown by a diagram. Two sets of rotors 1 are fixed to a rotary shaft 2. Windings 4 for controlling radial positions of rotary bodies are wound newly other than motor windings 5, 6 in the same slots of stators 3 as the slots for the windings 5, 6. Current is conducted through the windings 4 and the current is regulated while synchronizing it with the flux of the motor to unbalance the flux of the motor positively. The radial position of the rotary body is controlled utilizing an electromagnetic force, generated by the unbalance. According to this method, the positional control of the high-speed rotary body may be facilitated.

COPYRIGHT: (C)1990,JPO&Japio

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平2-193547

⑬ Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成2年(1990)7月31日

H 02 K 7/09
F 16 C 32/04

A 6650-5H
8207-3J

審査請求 未請求 請求項の数 17 (全14頁)

⑮ 発明の名称 電動機の回転磁界を利用した半径方向回転体位置制御装置つき電磁
回転機械

⑯ 特 願 平1-9375

⑰ 出 願 平1(1989)1月18日

⑱ 発 明 者	千 葉	明	東京都目黒区緑ヶ丘1-21-9	西田様方
⑲ 発 明 者	深 尾	正	神奈川県横浜市緑区松風台24-45	
⑳ 出 願 人	千 葉	明	東京都目黒区緑ヶ丘1-21-9	西田様方
㉑ 出 願 人	深 尾	正	神奈川県横浜市緑区松風台24-45	

明 細 書

1 発明の名称 電動機の回転磁界を利用した
半径方向回転体位置制御装置
つき電磁回転機械。

2. 特許請求の範囲

1 回転体の半径方向に磁気的な力を発生する機構をともなった電動機あるいは発電機において、電動機あるいは発電機などの電磁回転機械が発生する回転磁界を積極的に不平衡にし、回転体の半径方向に作用する力を発生し、これらの力を制御することにより回転体位置を制御する機能を付加したことを特徴とする電磁回転機械。

2 第2図に示すようにコイルエンドを省略し、軸長を短くすることを特徴とする電磁回転機械。

3 添付図面、第2図に示すように、導体数が大きい電動機の巻線のコイルエンドを装置の両端にのみ配置することにより、コイルエンド(5)があるだけで(6)の部分は巻線を鉄心

の外部を貫き、2つ以上の電磁機械要素を同一軸上に直結し、電磁回転機械の軸長の多くを占めている電動機巻線のコイルエンド(5)を半分以下に省略し、軸長を短くした電磁回転機械。

4 添付図面、第3図に示すように、半径方向位置制御巻線の電流により磁束が生じても、電動機巻線に鎖交する磁束の総和は変化せず、半径方向回転体位置制御巻線の電流により、電機子巻線の出力端に影響がほとんど生じないことを特徴とした電磁回転機械。

5 回転体に半径方向の電磁力を作用する必要がないときは半径方向回転体位置制御巻線の電流 $(i_x) = (i_y) = 0$ であり、位置制御巻線には全く電流が流す必要がなく、半径方向回転体位置制御巻線、位置制御巻線が発生する磁束の磁路、位置制御巻線の電流を駆動する変換器などが小さくて済むことを特徴とした電磁回転機械。

6 回転体半径方向の位置制御のために必要な

励磁磁束として電動機の発生する磁束を利用することにより、半径方向回転体位置制御巻線に励磁電流を供給する必要がない電磁回転機械

7 4極以上の交流機の電機子に、電動機の極数の整数分の1の極数の巻線を施し、この巻線に回転子磁束に同期した電流を流すことにより積極的に磁束を不平衡にして半径方向の位置制御を行う電磁回転機械。

8 添付図面、第3図に示すように、回転体位置制御等価巻線(N_x, N_y)を対称にすることにより、(N_x)巻線を鎖交する磁束は(N_y)巻線により生じる磁束により増減せず、また、(N_y)巻線を鎖交する磁束は(N_x)巻線により生じる磁束により増減しないようにすることにより、制御巻線起磁力、磁束、電流が互いに干渉することがないことを特徴とした電磁回転機械。

9 添付図面、第3図に示すように4極の直流機のモデルを用いて半径方向回転体位置制御の原理を明らかにすることにより、座標変換

機械。

12 添付図面、第4図に示すように、電動機の巻線には半径方向回転体位置制御用の電流は流さず、新たに電動機巻線と同じスロットに同時に半径方向回転体位置制御用巻線を施し、この新たな半径方向回転体位置制御用巻線を用いて、電動機が発生する回転磁界を利用しながら回転体の位置制御を行う電磁回転機械

13 電磁回転機械の回転子の磁束に固定した座標系で位置制御用の等価巻線を構成し、この電流を制御することにより回転機の励磁磁束を積極的に不平衡して回転子の位置を制御することにより、回転子に対して磁束を静止させ、放熱の難しい回転子での発熱を少なくすることを特徴とした電磁回転機械。

14 電動機の励磁磁束を半径方向回転体位置制御に用いることにより、電動機の有効軸長をそのまま軸受の有効軸長とし、軸長の割に磁気軸受の負荷耐量を高くすることができ、さ

により直流機に等価変換可能な4極以上の全ての電動機に応用できることを特徴とした半径方向回転子位置制御巻線つき電磁回転機械。

10 電動機の主巻線と半径方向回転体位置制御巻線を分離して施すことにより、電動機の回転磁界を半径方向回転体位置制御に用いながらも、電動機駆動用電力変換器として半径方向回転体位置制御に必要な連応性を要求せず、簡単に安価な方形波インバータなどでも駆動できることを特徴とした電磁回転機械。

11 添付図面第3図に示すように、回転子位置制御巻線(N_x, N_y)巻線には磁束の不平衡分による逆起電力だけが生じように施し、電動機の励磁磁束を半径方向回転体位置制御の励磁磁束として用いながらも、半径方向回転体位置制御巻線に励磁磁束がほとんど鎖交しないようにすることにより、回転磁界によって生じる速度起電力をきわめて低く抑え、半径方向回転体位置制御巻線の駆動電源の電圧定格を大きく軽減することを特徴とした電磁回転

機械。さらに、小形軽量化できることを特徴とした電磁回転機械。

15 第32式に示すように、(f_y, f_x)がそれぞれ(i_y)あるいは(i_x)と、(i_y)あるいは(i_x)との積であらわれ、電動機の電流を利用して回転体に作用する力を発生していることを原理とし、このため半径方向回転体位置制御巻線の巻数、電流容量、電流が小さくて済むことを特徴とした電磁回転機械。

16 第37式に示すように突極形の回転子に対して、半径方向に発生する力と電流の比が大きく、さらに、負荷時に生じる干渉項の影響が小さいことを特徴とした電磁回転機械。

17 添付図面、第10図に示すように、位置制御巻線を施した電動機とその軸に直結した回転体半径方向位置検出器と回転角度検出器があり、検出された固定子座標系上の回転体の半径方向の位置($\Delta a, \Delta b$)は回転角度(ϕ)で回転する回転座標系に変換され、変換された回転体半径方向位置(g_y, g_x)は指令値($g_y^*,$

g_{x^*})と比較され、この誤差信号に基づいて回転子に作用する(y,x)軸方向の力の指令値(f_{y^*}, f_{x^*})を発生し、この指令値は電動機の運転状態に対して非干渉化するため電動機の電流に応じて半径方向回転体位置制御用の(x,y)軸電流振幅指令値(i_{y^*}, i_{x^*})を発生し、これらの回転座標軸上の指令値から半径方向回転体位置制御巻線の電流振幅指令値(i_{y^*})とその位相角の指令値(θ_{y^*})を発生し、さらに、これらを三相二相変換して、固定子の半径方向回転体位置制御巻線電流の指令値($i_{v1^*}, i_{v2^*}, i_{v3^*}$)指令値を発生し、これらの指令値に基づいて電流増幅器により回転体半径方向回転体位置制御巻線に電流が供給される半径方向回転体位置制御装置付電磁回転機械とそのシステム。

高速回転の基本的な特性を測定するにとどまっている。すなわち、超高速電動機を実現する際には、機械的な軸受の性能が一つの問題点となる。

機械的な要素により構成される軸受は潤滑が必要であるし、機械自体がきわめて精密であるため組立、保守管理などが難しい。そこで、最近、電磁力を用いて回転体の位置制御を行う磁気軸受が超高速電磁回転機械に採用されつつある。

本発明は上記の用途などの高速電動機、超高速電動機及び磁気軸受に関する。

[従来の技術、発明が解決しようとしている課題]

磁気軸受は電磁力を用いて回転体を非接触で浮上し、回転体の位置を制御するものである。磁気軸受は位置制御系の構成から受動形と能動形に分けることができる。本発明を磁気軸受という観点からみると能動形に近い。

第1図は能動形磁気軸受の代表的な磁気回路の構成を示している。この形式の磁気軸受は磁気回路は電動機とは別に磁気回路を構成している。このため、各種の電動機の形式やあるいは電動機以

発明の詳細な説明

3 本発明の詳細なる説明

[産業上の利用分野]

本発明は電磁力により回転子の半径方向位置を制御する機能を付加した高速、超高速電動機、あるいは発電機に関するものである。

近年、宇宙船搭載用高速フライホイール、真空ポンプや高速工作機械などの用途に電動機の高速度化の要求が高まっている。電動機を高速度化するには高速回転に適した電動機構造が必要であると同時に、高速回転体を支持することが可能な軸受が必要である。

発明者らは既に超高速回転に適した電動機を提案すると共に、試作電動機による実験結果を日本電気学会、米国電気学会(IEEE)などに報告している。以下ここでは、従来技術の延長としての電動機の高速度化には限界があり、現状の速度、出力範囲を拡大するには超高速回転に適した回転機構造や磁性材料が必要であることを指摘している。しかし、その試作電動機は従来の玉軸受を用いているため、回転速度の上限が制限されていたので

外の回転体の保持が可能であるという特徴がある。しかし、電動機に応用する際には、

(a) 電動機とは別に軸受用の磁気回路を構成する必要があり、軸受自体が大形化してしまう。また、回転体全体の軸長が機械的な構造によって制限されるにもかかわらず、軸受部分の軸長が長くなるので電動機の回転子の軸長を短くしなければならない。したがって、電動機の出力が制限されてしまう。

(b) 回転体の位置を制御するために必要な電磁力は回転子位置制御用電磁石の発生する磁束のみによる。このため、回転体位置制御の連応性を向上するためには常に励磁磁束を大きく保つ必要があり、電磁石が大形化してしまうし、電磁石の電流を駆動する電流制御用の変換器の容量が大きい。などの欠点がある。さらに、電磁石により発生する磁束は固定子に固定しており、回転子はこの磁束を切って回転する。このため

(c) 回転子鉄心に渦電流が生じるため回転子が著しく発熱してしまう。

などの本質的な欠点がある。

これに対して特に(a)の欠点を補う方式として、電動機巻線に回転体位置制御用の電流を重畳する方式が提案されている。この方式は磁気回路が電動機と磁気軸受部で共有できるため小形化できるという利点はあるものの、従来の固定子に固定した電磁石を等価的に電動機に重ね合わせたに過ぎない。すなわち、単に巻線と磁路を共有しているだけであり、磁気回路としては、電動機として回転するための回転磁界と回転体位置を制御するための静止磁界がそれぞれ独立に制御される。したがって、(b),(c)に述べた欠点を持つほか、(d)電動機が形成する磁束が常に位置制御を行うための磁束に対して外乱として働いてしまう。さらに、この外乱の周波数は回転速度に依存して大きく変動する。また、逆に位置制御を行うための磁束は電動機の回転磁界に対して外乱として働いてしまう。

(e) 回転磁界と静止磁界が独立であるために、磁路を共有しながらも位置制御に必要な駆動電流、

(a)~(d)に挙げた欠点を除去する方式として、回転子位置制御用電磁機械に予備励磁として永久磁石を用いると共に、通常の三相電動機の固定子を用いる方法が提案されている。この方式は回転磁界を形成するため(c),(d)の欠点を除去できると共に、軸方向の電磁力を発生する磁束を半径方向位置制御を行うための励磁磁束としているため、(b)に挙げた欠点もない。さらに、半径方向の支持軸をヒステリシス環あるいは誘導機の回転子のような構造にすることによりトルクを発生することも可能である。

しかし、(g) 軸方向の位置を制御する磁束を予備励磁磁束として用いるため、回転体半径方向回転体位置制御巻線の電流、磁束は小さくて済むという利点があるものの、これは、すなわち、電動機として動作するのに必要な回転磁界を形成する磁束が小さくなってしまいうという欠点がある。

そこで、この回転磁界を形成する磁束を大きくしようとする、

この電流を流すための変換器などを小形化することができない。さらに、磁路に生じる磁束が増加するため磁気回路が大形化してしまう。

(f) 電動機の駆動電流や位置制御用の電流などを同時に1つの巻線に流すため、この巻線の電流を駆動する電力変換装置はきわめて高い周波数応答が必要であるし、同時に電動機の入力電力などを供給するために大きな容量が必要である。したがって、電力変換器はきわめて高性能で高出力のものが必要であり、高価なものとなってしまふ。などの欠点がある。

同様に(a)で述べた欠点を補う方式の1つに機械的な軸受の負担を軽減する方法として、固定子巻線と共に回転子の重量を軽減する目的の巻線を施した手法が提案されている。この手法は(b),(f)に挙げた欠点をも補うことができる利点があるものの、(c),(d),(e)の欠点を持つ点に問題がある。さらに、元来、磁気力による回転子位置の制御を目的とはしておらず、機械的軸受の負担軽減の役割しかない。

(h) 半径方向回転体位置制御電流も大きくなり、既に(f)に述べた問題点が生じる。加えて、既に(e)で述べたように電動機の電力変換器が半径方向回転体位置制御用の電流制御を兼ねるため、電流制御装置、磁気回路が大形化してしまう。

(i) 同様に、回転磁界の磁束を大きくするためには磁界を形成する巻線の電流容量を大きくしなければならない。

(j)したがって、回転磁界を形成するための巻線のコイルエンドが大きくなり、(a)に挙げた問題点が生じてしまう。

本発明は以上の欠点を除去するために、電磁回転機械の励磁磁束を利用した新しい電磁機械を実現したものである。

[課題を解決するための手段]

特許請求項1~3に関して添付図面、特に第2図を参照して詳述すると次の通りである。

電動機あるいは発電機などの電磁回転機械が発生する回転磁界を積極的に不平衡にし、回転体の半径方向に作用する力を発生し、これらの力

を制御することにより回転体位置を制御する機能を付加したことを特徴とする電磁回転機械に係わるものである。

第2図に示すようにコイルエンドを省略し、軸長を短くすることを特徴とする電磁回転機械に係わるものである。

本発明は既に述べた(a)から(j)までの従来の磁気軸受を内蔵した電動機、または磁気軸受の欠点を解決する方式である。第2図は本方式による電動機の構成を示している。第2図の本体は図の上の部分の電磁機械とそれと等しい下の電磁機械の2つの部分からなる。1は回転子、2は主軸、3は固定子、4は半径方向回転体位置制御用巻線のコイルエンド、5は電動機の巻線のコイルエンド、6は電動機の巻線である。

電動機の巻線には回転体位置制御用の電流は流さず、新たに電動機巻線5、6と同じスロットに同時に回転体位置制御用巻線4を施し、この新たな回転体位置制御用巻線を用いて、電動機が発生する回転磁界を利用しながら回転体の位置制御を

して磁束を独立に制御してもよい。

さらに、第2図は2つの部分からなるが、これを3つ以上により構成する場合はコイルエンドが軸長にしめる割合をさらに小さくすることができる。その際には端の部分のみに半径方向回転体位置制御巻線4を施し、その間の部分は電動機巻線のみとすることもできる。このようにすると電磁機械の構成、電流駆動源の構成は簡略化できる。

また、固定子鉄心3、回転子鉄心1を第2図のように2つの部分に分けずに一つの鉄心により構成することができる。このようにすれば電磁機械の構成はより簡単化できる。

以下では本発明の動作原理を第2図の1つの構成部分について電動機を中心として述べるが、本発明は原理的に発電機にも応用できる。

[作用]

特許請求項4～15について添付図面、特に第3～9図に示した図に基づいて説明する。

[1] 特許請求項4～11について、添付図面、特に第3図に示した動作原理図に基づいて動作原

理を行う。すなわち、この制御用巻線4の電流を電動機の磁束に同期して調整することにより、電動機の磁束を積極的に不平衡にし、この不平衡により生じる電磁力を利用して回転体の半径方向の位置を制御をするものである。

半径方向回転体位置制御巻線4には回転磁界を不平衡にするだけの電流を流せば良いので、その導体数は電動機の巻線5、6より少ない。したがって、半径方向回転体位置制御巻線のコイルエンド4は従来の回転磁界を発生して半径方向位置を制御する方式よりはるかに小さくできる。

一方、導体数が大きい電動機の巻線は磁置の両端にのみコイルエンド5があるだけで6の部分は巻線がコイルエンドとならずに、鉄心の外部を貫いている。したがって、電磁機械の軸長の多くを占めている電動機巻線のコイルエンド5を半分に省略することができる。すなわち、従来方式と比較して既に指摘した(a)、(j)の欠点がない。このように励磁磁束を不平衡にする手法には新しく制御巻線を施す方法の他にも、電機子巻線を分割

理を説明する。

第3図は4極の電動機モデルを示している。このモデルは直流電動機と等しく、交流電動機の多くは座標変換を施して等価的にこのモデルに変換することができるので、交流機の一般化モデルである。電動機の磁束あるいは界磁起磁力方向の等価巻線 N_d とそれに直交する等価巻線 N_q が施してある。加えて2極の回転子位置制御用等価巻線 N_x 、 N_y が施してある。座標軸 d 、 q はそれぞれ N_d 、 N_q 巻線の起磁力方向の座標軸である。また、座標軸 x 、 y はそれぞれ N_x 、 N_y の起磁力方向の座標軸である。

いま、電動機が無負荷で運転している場合を考えると、 N_d 巻線電流 $i_d=0$ であり、 N_q 巻線の電流 i_q だけが流れる。回転子位置制御巻線 N_x 、 N_y の図中に示す方向の電流をそれぞれ i_x 、 i_y とすれば、 $i_x=i_y=0$ であれば電動機に発生する起磁力 F_x^* 、 F_x^- 、 F_y^* 、 F_y^- の大きさは等しい。そこで、回転子が中心に位置していれば、発生する磁束は対称であるので、 N_x 、 N_y に鎖交する磁束の総和は0であ

る。したがって、回転子位置制御用巻線には速度起電力が生じない。また、4つの等しい大きさの平衡した磁束が発生するため回転子には電磁力が発生しない。

しかし、 i_x, i_y が0でないときは i_x, i_y による起磁力が重畳される。いま、図中の方向に i_x を流すと F_{x+} は増加し、 F_{x-} は減少する。このため回転子を通る磁束がx方向に不平衡となり、xの正方向の電磁力が回転子に作用する。また、同様に、図中の方向に i_y を流すとy方向の磁束が不平衡となり、回転子にはyの正方向の電磁力が発生する。この時発生する電磁力の大きさは後に明らかにするように電動機の回転磁界を形成する磁束と回転体位置制御巻線の電流 i_x, i_y に比例する。したがって、この発明による磁気軸受は、従来の磁気軸受のように位置制御のために励磁磁束を形成する必要がなく、励磁磁束として電動機の発生する磁束を利用している。

このようにして回転子の磁束に固定した座標系で位置制御用の等価巻線を構成し、この電流を制

界であるため、逆起電力が大きくなり回転体位置制御用電流の変換器はきわめて大きいものが必要となるのではないか。などの疑問が生じる。

しかし、 i_x によりx方向に不平衡磁束が生じても、x方向の磁束により電動機巻線に鎖交する磁束の総和は変化しない。したがって、位置制御のために発生する磁束の不平衡は、電動機巻線の出力端子には全く影響を及ぼさない。

また、 N_x, N_y 巻線が対称であれば N_x 巻線を鎖交する磁束は N_y 巻線により生じる磁束により増減しないので、制御巻線が互いに干渉することはない。さらに、磁束が平衡している場合には N_x, N_y 巻線の総磁束鎖交数はそれぞれ0となるので N_x, N_y 巻線には励磁磁束による逆起電力が発生しない。したがって、 N_x, N_y 巻線は磁束の不平衡分による逆起電力だけが生じる。このため、電動機の励磁磁束を回転体位置制御の励磁磁束として用いながらも回転磁界による位置制御装置の電圧容量の増加を避けることができ、安価となる。

この方法の特長をまとめると、

することにより回転機の励磁磁束を積極的に不平衡して回転子の位置を制御することができる。このような等価巻線と電流は、後に実施例で明らかにするように、交流機の場合も、たとえば4極の回転機であれば、電動機に2極の巻線を施し、回転子磁束に同期した電流を流すことにより容易に実現できる。さらに、電動機の極数に応じて、励磁磁束を効果的に不平衡にするような回転体位置制御巻線の巻き方を工夫すればよく、例えば、8極の電動機であれば4極あるいは2極の回転子位置制御巻線を施せばよい。

したがって、電動機は第2図のように等価変換ができる電動機であればよい。そこで、例えば円筒形同期電動機、突極形同期電動機、リラクタンス電動機、楕形電動機、永久磁石形回転機などの同期機や誘導電動機などに広く適用することができる。

一方、このように励磁磁束が不平衡になると、電動機の特性に悪い影響が生じるのではないか？また、回転体制御を行うための励磁磁束が回転磁

(a) 回転子に対して主磁束が静止しているため、放熱の難しい回転子での発熱がきわめて少ない。

(b) 電動機の主巻線と制御巻線が分離されているため電動機駆動用電力変換器には連応性が要求されない。したがって、たとえば、簡単で安価な方形波インバータなどでもよい。

(c) 制御巻線は対称に施すことにより回転子励磁磁束が発生する速度起電力を打ち消すことができ、制御用巻線駆動電源の定格を大きく軽減でき、安価である。

(d) 軸受の連応性を確保するための励磁磁束は、電動機の励磁磁束で代用しているため従来の磁気軸受で問題となる励磁電流が不用である。

などの磁気回路構成上の特長がある。さらに、

(e) 座標変換により直流機に等価変換可能な全ての電動機に応用できる。

(f) 1つの電磁回転機械を2つ以上を同一軸上で直結することにより容易に高出力化することができる。

(g) 電動機の軸長がそのまま軸受の軸長となるの

で、磁気軸受の剛性を高めることができると共に、負荷耐量を大きく取れる。さらに、小形軽量化できる。

(h) 電動機のコイルエンドが小さくなり軸長を短くすることができる。

[2] 特許請求項12について、添付図面、特に第4～8図に示した図に基づいて三相巻線との等価性について説明する。

磁気軸受を必要とする電磁回転機はきわめて回転速度が高いものが多い。したがって、回転機の種類としては直流機よりも交流機である場合が多い。そこで、本発明は両者に適用できるものの、以下では交流機について、既に示した第3図の巻線との等価性について明らかにする。また、この際、理論を簡単化するために三相4極機について論ずるが、本発明は相数2以上、極数3以上であれば応用できる。すなわち、単相の電動機などにも応用できる。

第4図は本発明を実現する交流機の巻線分布の一例を示している。4極の三相の電動機巻線 N_u, N_v, N_w と2極の三相の回転体位置制御巻線 N_{u0}, N_{v0}, N_{w0} を施している。 N_u の起磁力の方向を起点とする固定子に固定した角度を ϕ_0 とする。

第4図に示すように電動機の巻線には半径方向回転体位置制御用の電流は流さず、新たに電動機巻線と同じスロットに同時に半径方向回転体位置制御用巻線を施している。したがって、この新たな半径方向回転体位置制御用巻線を用いて、電動機が発生する回転磁界を利用しながら回転体の位置制御を行うことができる。

第5図は電動機巻線、位置制御巻線に単位電流を流したときの起磁力分布である。固定子からみた回転子の回転方向を時計回りとすれば、各起磁力の基本波成分は回転子の磁束方向を起点とし時計と逆方向の角度を ϕ 、固定子のu相起磁力方向を起点とし、回転子の磁束方向までの時計回りの角度を ϕ_0 として、

$$N_u = N \cos(2\phi - 2\phi_0) \quad (1)$$

$$N_v = N \cos(2\phi - 2\phi_0 + 2\pi/3) \quad (2)$$

$$N_w = N \cos(2\phi - 2\phi_0 + 4\pi/3) \quad (3)$$

$$N_{u0} = N_0 \cos(\phi - \phi_0) \quad (4)$$

$$N_{v0} = N_0 \cos(\phi - \phi_0 + 2\pi/3) \quad (5)$$

$$N_{w0} = N_0 \cos(\phi - \phi_0 + 4\pi/3) \quad (6)$$

となる。いま、電動機巻線の各 i_u, i_v, i_w 電流、回転子位置制御用巻線 i_{u0}, i_{v0}, i_{w0} を

$$i_u = I \cos(2\phi + \theta) \quad (7)$$

$$i_v = I \cos(2\phi + \theta - 2\pi/3) \quad (8)$$

$$i_w = I \cos(2\phi + \theta - 4\pi/3) \quad (9)$$

$$i_{u0} = I_0 \cos(\phi - \theta_0) \quad (10)$$

$$i_{v0} = I_0 \cos(\phi - \theta_0 - 2\pi/3) \quad (11)$$

$$i_{w0} = I_0 \cos(\phi - \theta_0 - 4\pi/3) \quad (12)$$

とする。第6図は(7)～(12)の関係を示している。

電動機巻線とその電流による三相合成起磁力 F_d は

$$\begin{aligned} F_d &= N_u i_u + N_v i_v + N_w i_w \\ &= (3/2) N I \cos(2\phi + \theta) \end{aligned} \quad (13)$$

制御巻線とその電流による三相合成起磁力 F_x は

$$\begin{aligned} F_x &= N_{u0} i_{u0} + N_{v0} i_{v0} + N_{w0} i_{w0} \\ &= (3/2) N_0 I_0 \cos(\phi - \theta_0) \end{aligned} \quad (14)$$

電動機巻線による起磁力と位置制御巻線による起

磁力の和 F は

$$F = (3/2) \{ N I \cos(2\phi + \theta) + N_0 I_0 \cos(\phi - \theta_0) \} \quad (15)$$

いま、

$$F_d = (3/2) N I \cos \theta \quad F_e = (3/2) N I \sin \theta$$

$$F_v = (3/2) N_0 I_0 \cos \theta_0 \quad F_x = (3/2) N_0 I_0 \sin \theta_0$$

とすれば

$$F = F_d \cos 2\phi + F_e \sin 2\phi + F_v \cos \phi + F_x \sin \phi \quad (16)$$

この式は、合成起磁力は ϕ と 2ϕ の正弦波の関数の和で表すことができること、したがって、 F は F_d, F_e, F_v, F_x の4つの成分を用いて表すことができることを示している。このうち F_d, F_e は電動機のd軸起磁力、q軸起磁力である。しかし、 F_v はy軸方向の起磁力であり、 F_x はx軸方向の起磁力である。すなわち、第3図の N_u 巻線による起磁力は F_d による起磁力に等価であり、 N_v 巻線による起磁力は F_e に等価である。さらに、第3図の N_x 巻線による起磁力は F_x と等価であり、 N_y 巻線による起磁力は F_v と等価である。したがって、第4図に示した巻線により既に示した第3図の起磁力を発

生することができる。

そこで、いま、

$$i_d = (3/2) I \cos \theta \quad (17)$$

$$i_q = (3/2) I \sin \theta \quad (18)$$

$$i_y = (3/2) I_b \cos \theta_b \quad (19)$$

$$i_x = (3/2) I_b \sin \theta_b \quad (20)$$

と置くことにより第3図の等価巻線の電流を定義できる。このようにすると

$$F = N(i_d \cos 2\alpha + i_q \sin 2\alpha) + N_b(i_y \cos \alpha + i_x \sin \alpha) \quad (21)$$

となる。

第7図、第8図は $\theta = 0$ の場合、すなわち電動機出力トルクが0の場合について

$$\text{第7図は } i_y > 0 \quad i_x = 0 \quad (\theta_b = 0)$$

$$\text{第8図は } i_y = 0 \quad i_x > 0 \quad (\theta_b = 90)$$

の場合の合成起磁力を示している。 i_y によりy軸方向、 i_x によりx軸方向の起磁力の振幅が増加している。したがって、 i_y が正であれば回転子にはy軸方向の力が生じ、 i_y が負であればx軸方向の力が生じる。

したがって、ギャップ長 g は

$$g = g_0 \sqrt{(\cos \phi_s - \Delta a)^2 + (\sin \phi_s + \Delta b)^2} \quad (25)$$

Δa 、 Δb が1より充分小さいという条件下について考えると

$$g = g_0 (1 - \Delta a \cos \phi_s + \Delta b \sin \phi_s) \quad (26)$$

と近似できる。このように近似しても、(26)式での $\phi_s = 0, 90$ でのギャップ長の変化分は $\Delta a, \Delta b$ である。したがって、 $\Delta a, \Delta b$ を検出すれば、(28)式から任意の ϕ_s に対するギャップ長を算出することができる。

(28)式に ϕ_s と α 、 ϕ との関係式

$$\phi_s = \alpha - \phi$$

を代入すると

$$g = g_0 \{1 - \Delta a \cos(\alpha - \phi) + \Delta b \sin(\alpha - \phi)\} \quad (27)$$

この式から $\Delta a, \Delta b$ を検出し、 ϕ を検出すれば任意の α でのギャップ長を求めることができる。また、その際のギャップ長の α に対する変化は α の正弦関数である。そこで、いま、x軸、y軸方向のギャップ長を g_x, g_y とすれば、

[3] 添付図面、特に第9図に示した図に基づいて偏心時のギャップ長の変化について説明する。

以下では偏心によりパーミアンス分布がどの様に変化するのかを明らかにするためギャップ長と偏心量の関係を明らかにする。さらに、回転座標軸上のギャップ長と固定子に固定した座標系のギャップ長の関係を明らかにする。

固定子の中心に直交したa, bの座標軸を第9図に示すようにとる。a軸は $\phi_s = 0$ 、すなわち N_s の起磁力方向である。固定子の内径の軌跡を表すベクトル R_s のb, a軸成分による表示は、固定子内径を R_0 とすれば

$$R_s = R_0 (\cos \phi_s, \sin \phi_s) \quad (22)$$

一方、円筒状の回転子の外周上のベクトル軌跡 R_r は、偏心がないときのギャップ長 g_0 と円状の回転子外径 R_r を用いて、回転子のa軸方向へのずれを $g_0 \Delta a$ 、b軸方向へのずれを $g_0 \Delta b$ とすれば、

$$R_r = (R_r \cos \phi_s + g_0 \Delta a, R_r \sin \phi_s - g_0 \Delta b) \quad (23)$$

ギャップ長ベクトル $R_s - R_r$ は、

$$R_s - R_r = g_0 (\cos \phi_s - \Delta a, \sin \phi_s + \Delta b) \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} g_y \\ g_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\Delta a \\ -\Delta b \end{bmatrix} + g_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

[4] 特許請求項13～16に関して、以下では回転子に作用する力について説明する。すなわち、円筒形同期電動機について回転体位置制御巻線電流と回転子に作用する電磁力の関係を明らかにする。さらに、突極形同期電動機、誘導電動機などの電動機を取り上げ、これらの電動機でも円筒形同期電動機で導出した電磁力の関係式が成り立つことを示す。

[4. 1] 円筒同期電動機

円筒同期電動機では界磁磁束は回転子に固定するとともに固定子が発生する既に(21)式に示した起磁力に対して同期している。そこで、第3図のd軸は円筒同期機の界磁起磁力方向とする。

回転子の発生する起磁力は回転子の界磁巻線あるいは永久磁石による起磁力である。この起磁力は(21)式の i_d と同一の方向であるから、(21)式の i_d が界磁起磁力をd軸巻線に換算した電流成分を

も含んだ電流であると考えることができる。

一方、パーミアンス分布は、円筒機であるから既に〔3〕で述べたギャップ長により決定する。 μ_0 を空気の透磁率、 S を有効面積とし、 Δa 、 Δb は1より充分小さいという条件を用いて(26)式から単位ラジアン当りのパーミアンス P は

$$P = P_0 \{1 + \Delta a \cos(\phi_r - \phi) - \Delta b \sin(\phi_r - \phi)\} \quad (29)$$

ただし、

$$P_0 = (\mu_0 S) / (2\pi g_0)$$

磁界の蓄積エネルギー W_m は

$$\begin{aligned} W_m &= \int_0^{2\pi} (1/2) P F^2 d\phi \\ &= (\pi/2) P_0 N^2 \{i_d^2 + i_q^2 \\ &\quad + (N_b/N)^2 i_v^2 + (N_b/N)^2 i_x^2\} \\ &\quad + \Delta a (\pi/2) P_0 N N_b \{(-i_d i_v - i_q i_x) \cos \phi \\ &\quad + (-i_q i_v - i_d i_x) \sin \phi\} \\ &\quad + \Delta b (\pi/2) P_0 N N_b \{(i_d i_v - i_q i_x) \sin \phi \\ &\quad + (i_q i_v + i_d i_x) \cos \phi\} \quad (30) \end{aligned}$$

いま、回転子に作用するa軸方向b軸方向の力を f_a 、 f_b とすれば

ためには i_v を正とすればよい。逆に回転子に-y方向の電磁力を作用するためには電流位相角 θ を 180° 移動することにより i_v を負にすればよい。同様のことがx方向に作用する電磁力と i_x について言える。

また、回転体に半径方向方向の電磁力を作用する必要がないときは $i_x = i_v = 0$ であり、位置制御巻線には全く電流が流れない。従来の磁気軸受が発生する力が回転体を吸引する方向の1方向のみであったために、回転体に作用する電磁力が0である場合にも励磁電流を発生する電流が必要であった。これに対し本発明では、回転子に作用する電磁力が0である場合には、回転体位置制御電流が0で済み、回転体位置制御巻線、位置制御巻線が発生する磁束の磁路、位置制御巻線の電流を駆動する変換器などが小さくて済む。

(3) 回転機が負荷状態にあるばあいには $i_d \neq 0$ であり、 i_v と i_x は干渉する。しかし、電動機の電流が0、すなわち、 $i_d = i_q = 0$ である合以外では、(32)式の2行2列の行列の行列式は正であるので必

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \partial W_m / \partial a \\ \partial W_m / \partial b \end{bmatrix} \\ &= (\pi/2) P_0 N N_b \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \cdot \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} i_d & -i_q \\ i_q & i_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v \\ i_x \end{bmatrix} \quad (31) \end{aligned}$$

いま、既に示した第3図の回転子のy,x軸方向に作用する力をそれぞれ f_y, f_x とすれば、第2図、第8図から

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_y \\ f_x \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} \\ &\text{であるから、(31)式より} \\ \begin{bmatrix} f_y \\ f_x \end{bmatrix} &= (\pi/2) P_0 N N_b \begin{bmatrix} i_d & -i_q \\ i_q & i_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v \\ i_x \end{bmatrix} \quad (32) \end{aligned}$$

この式から以下のことがわかる。

- (1) 回転体位置制御巻線電流 i_v, i_x と回転子に作用する回転座標軸上の力 f_y, f_x は線形関係があるため制御性がきわめて良い。
- (2) i_d が0である場合には $f_y \propto i_v$ 、 $f_x \propto i_x$ である。したがって、回転子にy方向の電磁力を作用する

ず逆行列が存在する。したがって、予め制御回路で容易に非干渉制御系を構成することができる。

(4) f_y, f_x は i_d あるいは i_q と i_v あるいは i_x との積であらわされている。ここで、 i_d は固定子電流に換算した電動機用界磁磁束と電動機用の固定子d軸電流成分の和である。これはこの発明が電動機の回転磁界による磁束を利用して回転体に作用する力を発生していることを明らかにしている。従来の磁気軸受では i_v^2 あるいは i_x^2 に比例した力が発生していた。しかし、本発明では、電動機の励磁電流分 i_d を利用することができるので i_v, i_x は小さくて済む。

(5) 同様に回転子に作用する力は電動機巻線の巻数 N に比例する。したがって、この分、回転体位置制御巻線の巻数を減少することができるので従来の磁気軸受に比較して N_b が小さくて済む。

さらに、 P_0 が(32)式の係数であるので、電動機の励磁磁束を半径方向回転体位置制御に用いることにより、電動機の有効、軸長をそのまま軸受の有効軸長とし、軸長の割に磁気軸受の負荷耐量を

高くすることができ、さらに、小形軽量化できることがわかる。

[4. 2] 誘導機

誘導機の場合は、既に第3図で定義したd軸は回転子上をすべり周波数で回転する2次鎖交磁束の方向である。したがって、同期機の場合に回転子と固定子の回転角を表していた ϕ は固定子と2次鎖交磁束の回転角を表すことになる。したがって、前節の(21)式の i_d は励磁電流成分である。一方 i_q はいわゆるベクトル制御された誘導電動機のトルク電流成分に等しい。したがって、起磁力分布は(21)式で表される。

誘導機のパーミアンス分布はスロットによる脈動分を無視すれば円筒形同期電動機のパーミアンス分布と等しい。そこで、パーミアンス分布は(29)式で表される。

このように起磁力分布、パーミアンス分布は円筒同期電動機と等しいので前節と全く同じ結果が得られる。

[4. 3] 突極同期機

と近似できる。磁界の蓄積エネルギー W_m は

$$W_m = \int_0^{2\pi} (1/2) PF^2 d\phi$$

であるから(21)式と(38)式を代入し、(31)、(32)式と同様にして f_x, f_y を導出すると、

$$\begin{bmatrix} f_y \\ f_x \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2} P_0 N_b I \begin{bmatrix} (1+p)i_d - (1-p)i_q \\ (1-p)i_d + (1+p)i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_y \\ i_x \end{bmatrix} \quad (37)$$

突極性に起因する回転子に作用する力の変化は p による項で表されるから以下の点が明らかである。

- (1) 突極性により無負荷時の(力/電流)の比は向上する。
- (2) さらに、負荷時にトルク分電流 i_q による干渉項が減少し、制御性が向上する。

[実施例]

特許請求項17について、ここでは具体的なシステムの構成方法、制御方法について説明する。

既に回転座標軸上のギャップ長 g_y, g_x を求めることができた。そこで、これらの検出値をギャップ長の指令値 g_y^*, g_x^* とそれぞれ比較し、誤差増

突極同期電動機の場合は、d, q軸の取り方や電流成分の定義は円筒同期機の場合と同様であるが、ギャップ長が磁氣的に突極となるように変化しているため、パーミアンス分布は突極による変化分を含む。

偏心がない場合のギャップ長を正弦波で近似して

$$g = g_0 (1 - p \cos 4\phi) \quad (33)$$

とする。ここで、 p は突極機の形状によって決まる定数である。偏心によるギャップの増分を加えると(27)式から

$$g = g_0 \{ 1 - p \cos 4\phi - \Delta a \cos(\phi - \phi) + \Delta b \sin(\phi - \phi) \} \quad (34)$$

単位ラジアン当りのパーミアンスは

$$P = \frac{P_0}{1 - p \cos 4\phi - \Delta a \cos(\phi - \phi) + \Delta b \sin(\phi - \phi)} \quad (35)$$

いま、 $p < 1$ である場合には

$$P = P_0 \{ 1 + p \cos 4\phi + \Delta a \cos(\phi - \phi) - \Delta b \sin(\phi - \phi) \} \quad (36)$$

幅して制御器に入力し、回転座標軸上の回転子に作用する力 f_y, f_x の指令値それぞれ f_y^*, f_x^* を発生する。

f_y, f_x は(32)式に(17)~(20)式を代入して

$$\begin{bmatrix} f_y \\ f_x \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2} P_0 N_b I \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_y \\ i_x \end{bmatrix} \quad (38)$$

この式を f_y, f_x について解いてそれぞれ f_y^*, f_x^* を代入すれば i_y, i_x の指令値それぞれ i_y^*, i_x^* を求めることができる。すなわち、

$$\begin{bmatrix} i_y^* \\ i_x^* \end{bmatrix} = \frac{2}{\pi P_0 N_b I} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_y^* \\ f_x^* \end{bmatrix} \quad (39)$$

ここで θ, I は電動機の負荷状態、制御方法により決定する量である。そこで、この式に基づいて回転体の位置制御電流 i_x^*, i_y^* を決定することは電動機の状態を常に把握する必要がある。しかし、位置制御電流をこの式に基づいて決定すると既に考察した(32)式あるいは(37)式の干渉項を予め消去することができる。すなわち、 f_y, f_x はそれ

それ制御回路の発生する f_y^* , f_x^* に比例する。

従来の磁気軸受では回転子に作用する力は吸引力のみであるため、2つの磁気軸受用巻線の電流の大きさの差を調整してして力の方向を制御していたが、本発明によれば単に位置制御巻線の電流の位相を反転するだけで力の方向を反転することができる。

第10図は制御回路の構成法の一例を示している。位置制御巻線を施した電動機とその軸に直結した回転体半径方向位置検出器と回転角度検出器がある。検出された固定子座標系上の回転体の半径方向の位置 Δa , Δb は回転角度 ϕ で回転する回転座標系に変換される。変換された回転体半径方向位置 g_y , g_x は指令値 g_y^* , g_x^* と比較され、この誤差信号に基づいて回転子に作用する y , x 軸方向の力の指令値 f_y^* , f_x^* を発生する。この指令値は電動機の運転状態に対して非干渉化するため電動機の電流に応じて回転体位置制御用の x , y 軸電流振幅指令値 i_y^* , i_x^* を発生する。これらの回転座標軸上の指令値から回転体位置制御巻線の電流振

幅指令値 i_{θ}^* とその位相角の指令値 θ_{θ}^* を発生する。さらに、これらを三相二相変換して、固定子の回転体位置制御巻線電流の指令値 $i_{\theta 1}^*$, $i_{\theta 2}^*$, $i_{\theta 3}^*$ 指令値を発生する。これらの指令値に基づいて電流増幅器により回転体半径方向回転体位置制御巻線に電流が供給される。

[発明の効果]

本発明は以上に説明したように構成されているので以下に記載されるような効果を奏する。

回転体半径方向回転体位置制御用巻線を電動機に新たに施し、この巻線の電流を電磁回転機械の回転磁束に同期して調整することにより、電動機の磁束を積極的に不平衡にし、この不平衡により生じる電磁力を利用して回転体の半径方向の位置を制御をする電動機である。

そこで、従来問題となっていた超高速電動機の機械的な軸受の問題や、磁気軸受自体の問題点が解決される。したがって、従来制限されていたの超高速電動機の速度、出力範囲を大きく拡大することが期待できる。

図面の簡単な説明

4 図面の詳細なる説明

第1図は従来の代表的な能動形磁気軸受の磁気回路の構成を示した図。

第2図は本発明の機械的な構成の一例を示す断面図。

第3図は本発明の原理を示す原理図。

第4図は本発明を実現する固定子巻線方法の一例を示した図。

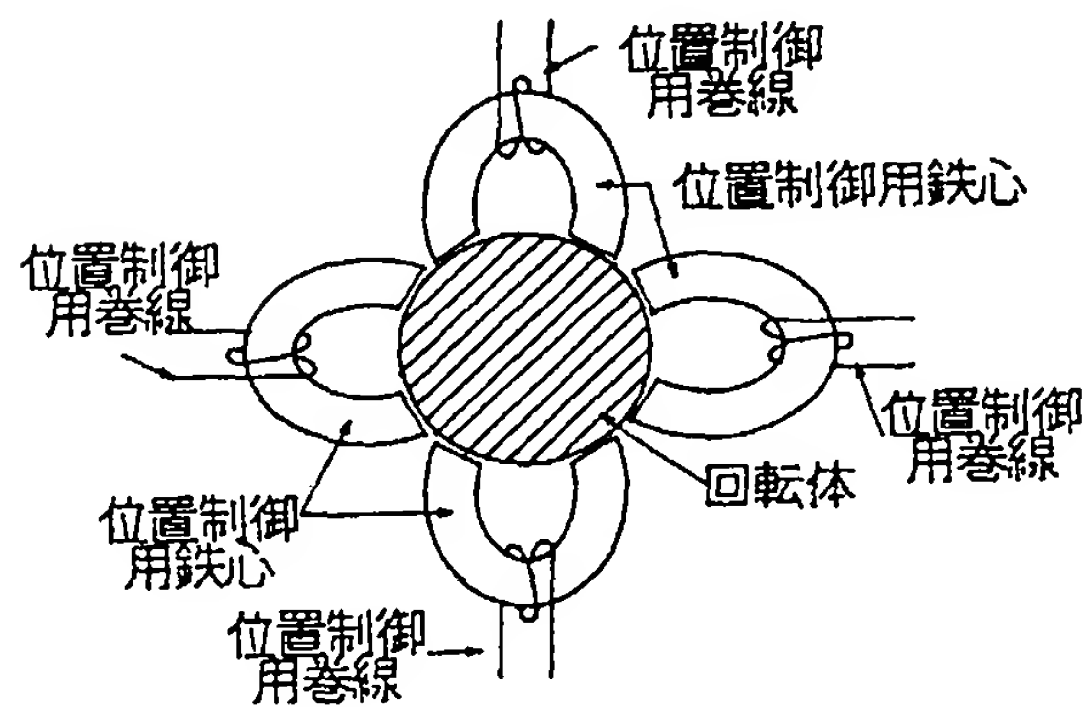
第5図は第4図の巻線の起磁力分布を示した図。

第6図は電動機の巻線の電流波形と回転角の関係を示した図。

第7図、第8図は回転体位置制御巻線による起磁力分布を示した図。

第9図は偏心によるギャップ長の変化と座標軸の取り方を示した図。

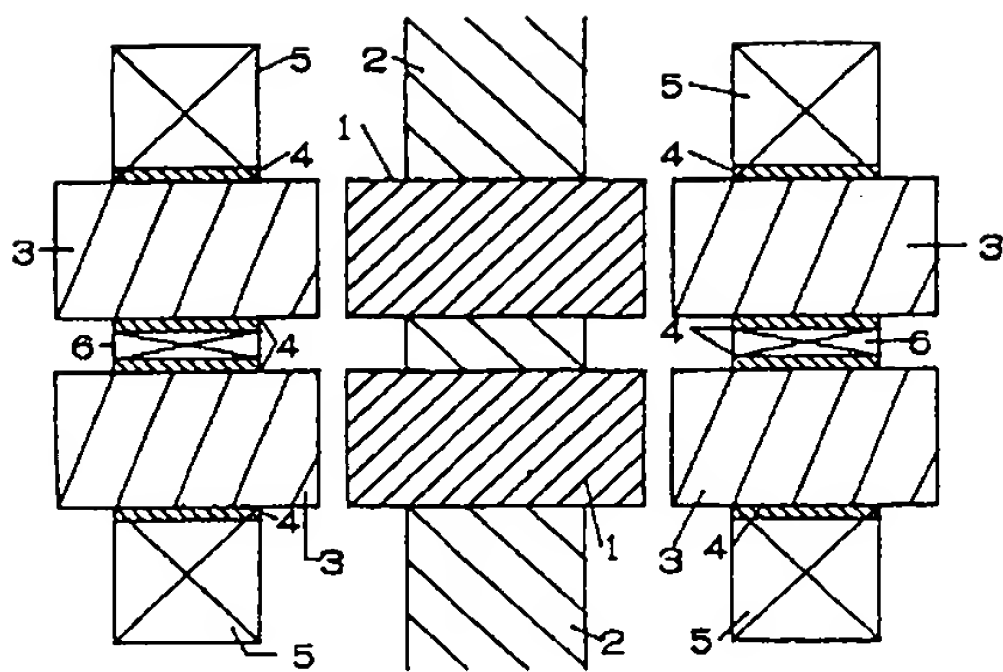
第10図は制御回路の構成の一例を示した図。



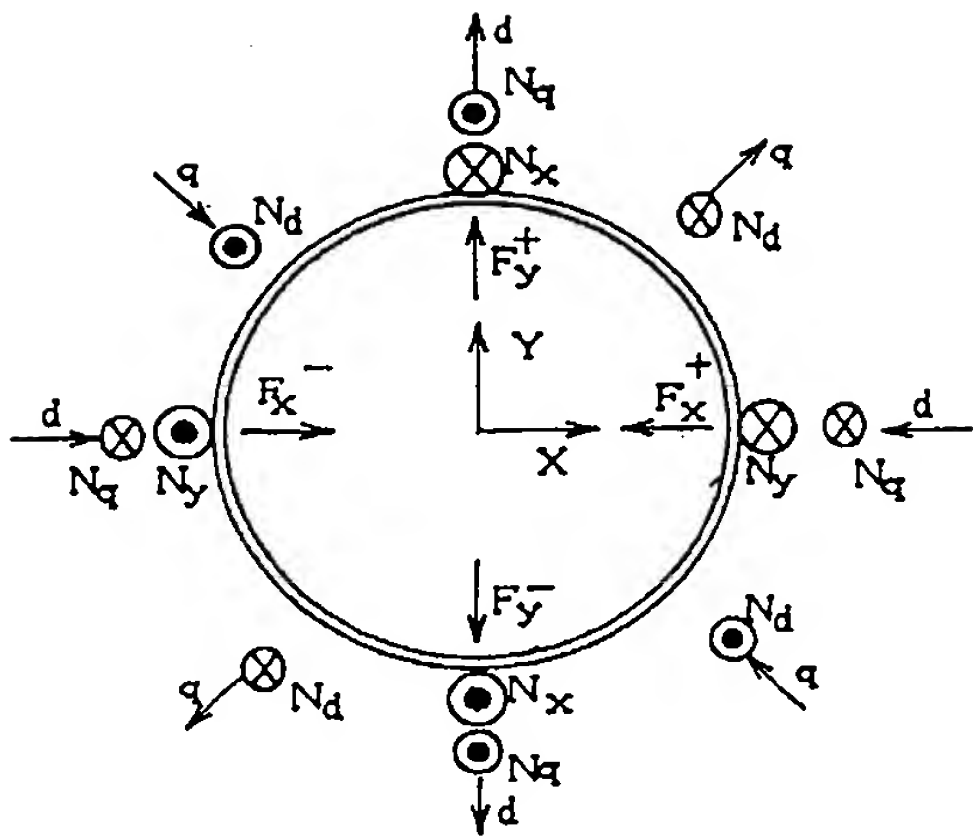
第1図

平成元年1月18日

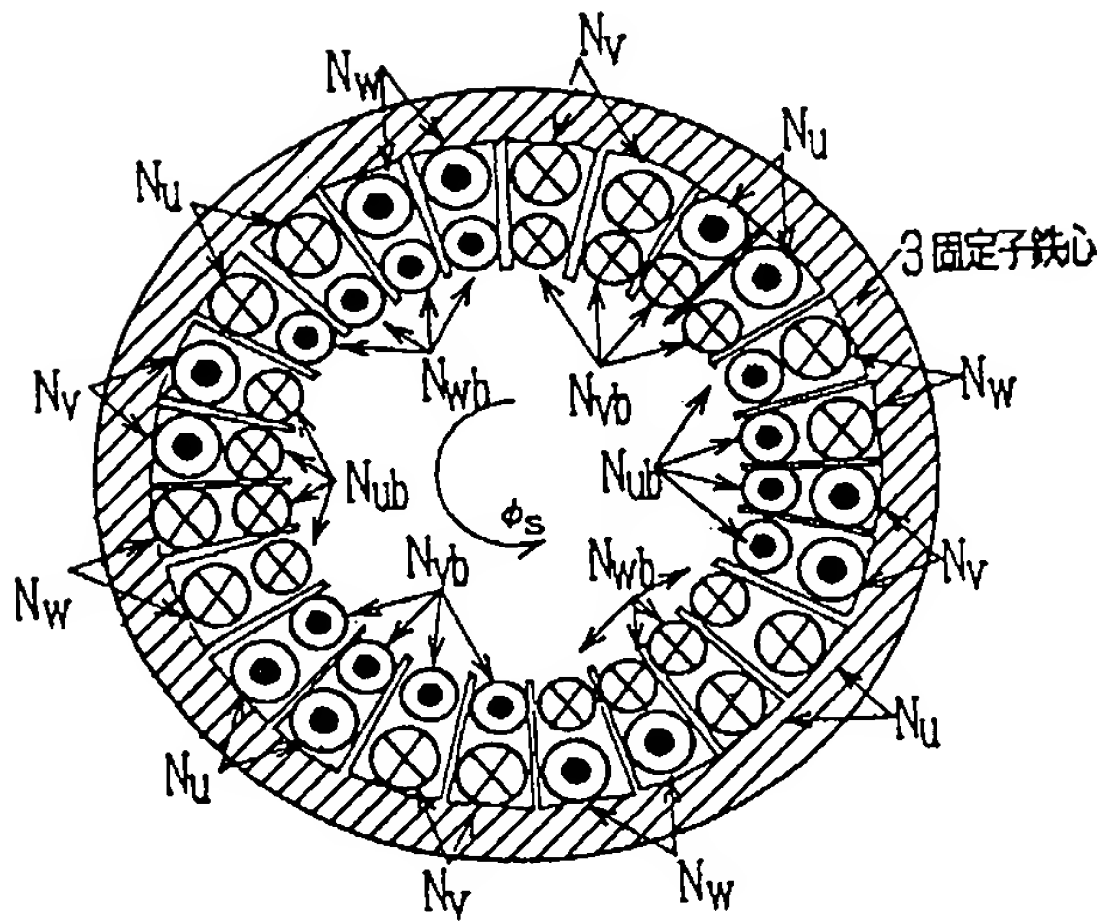
出願人 千葉 明 (ほか1名)



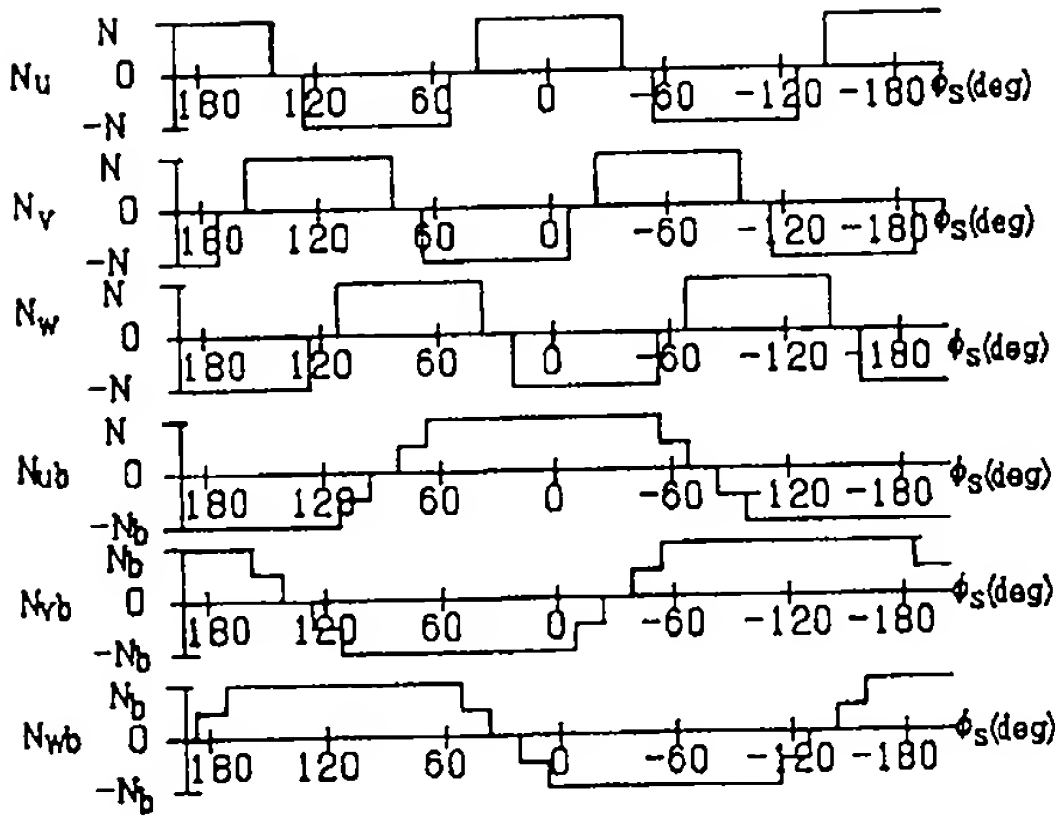
第 2 図



第 3 図

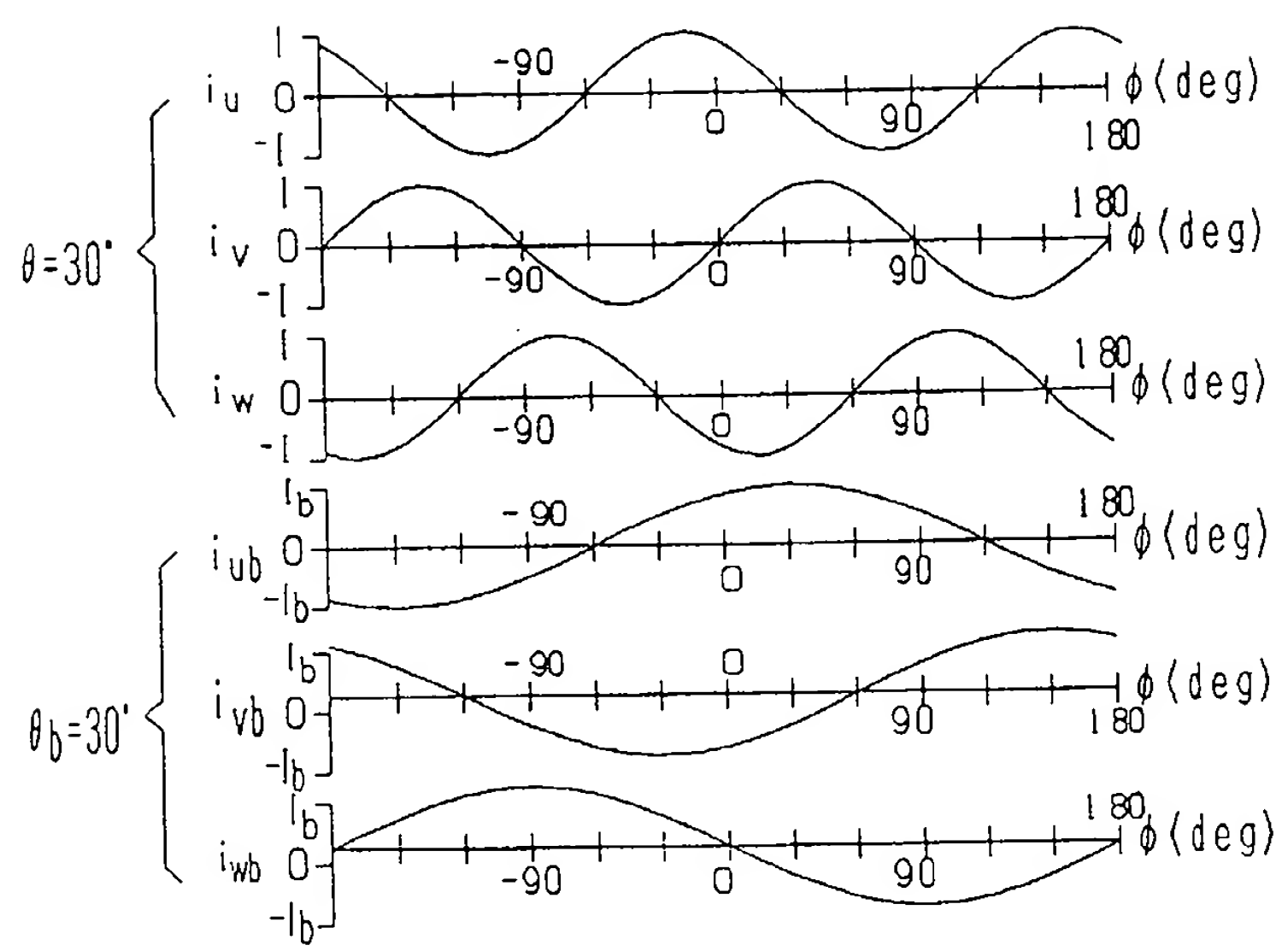


第 4 図

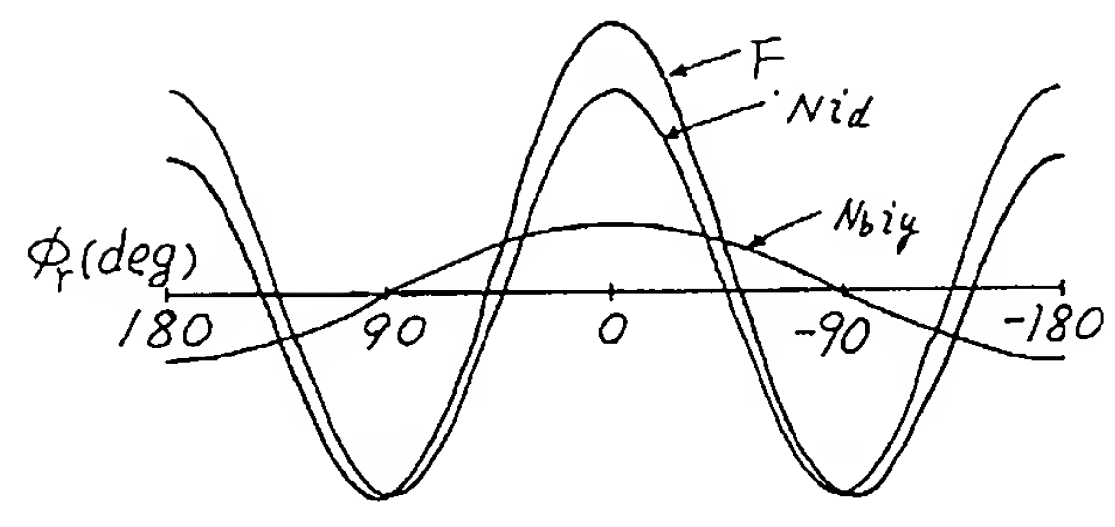


第 5 図

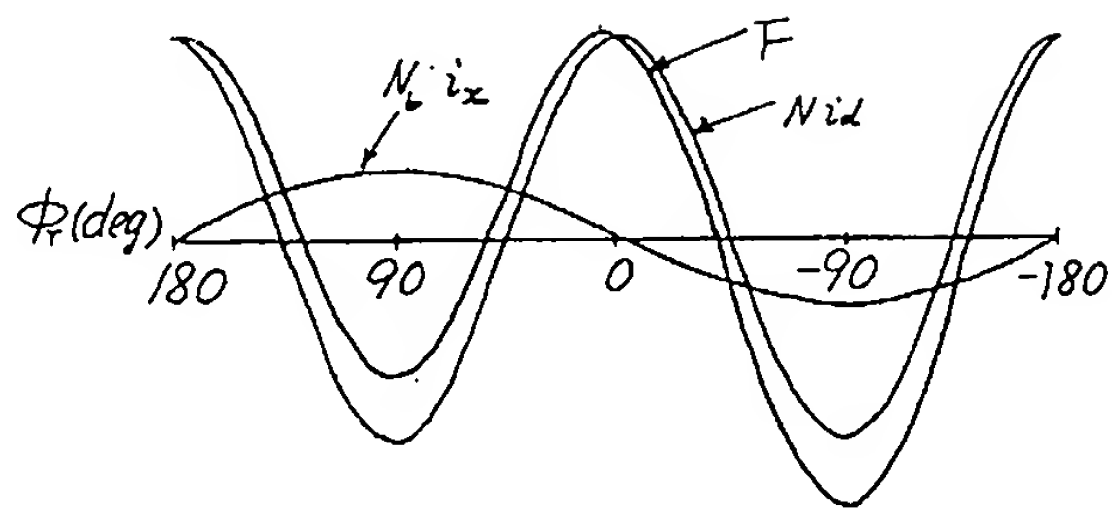
図面の浄書(内容に変更なし)



第 6 図

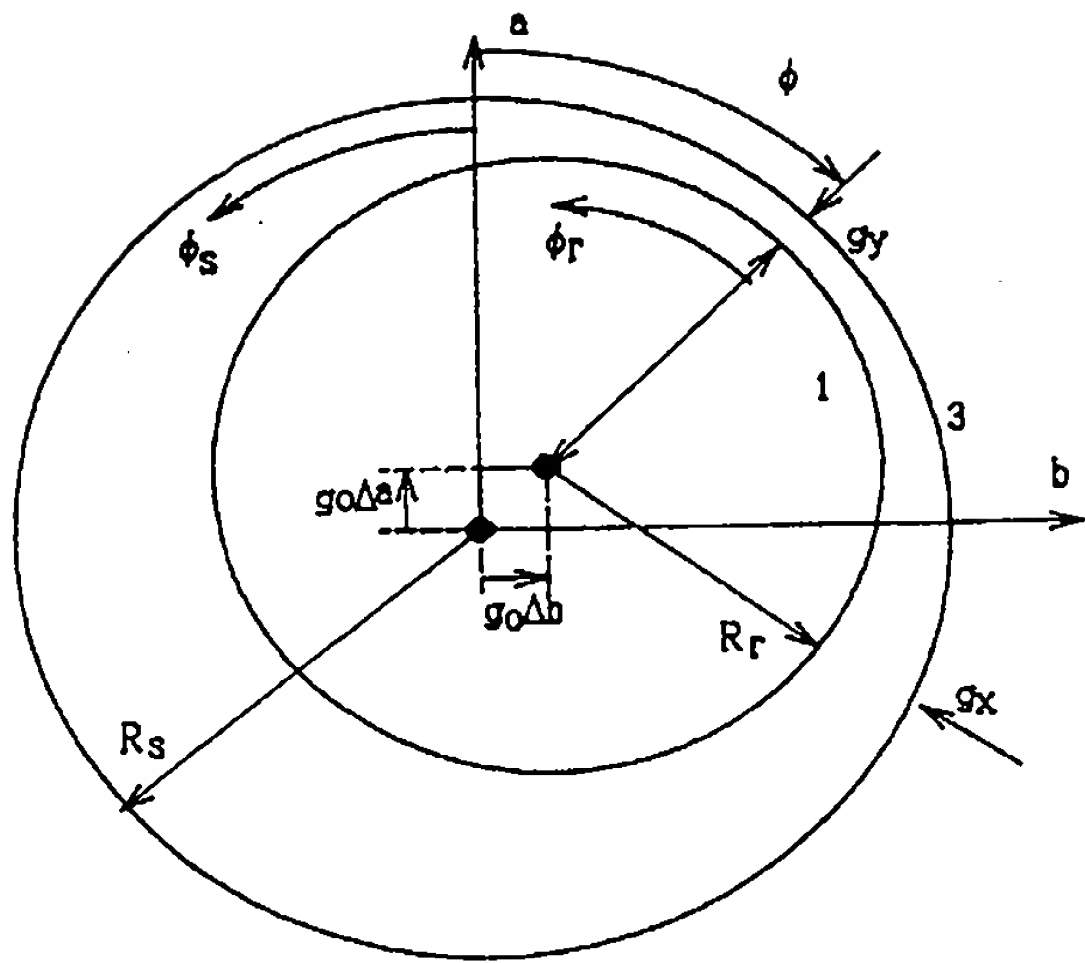


第 7 図

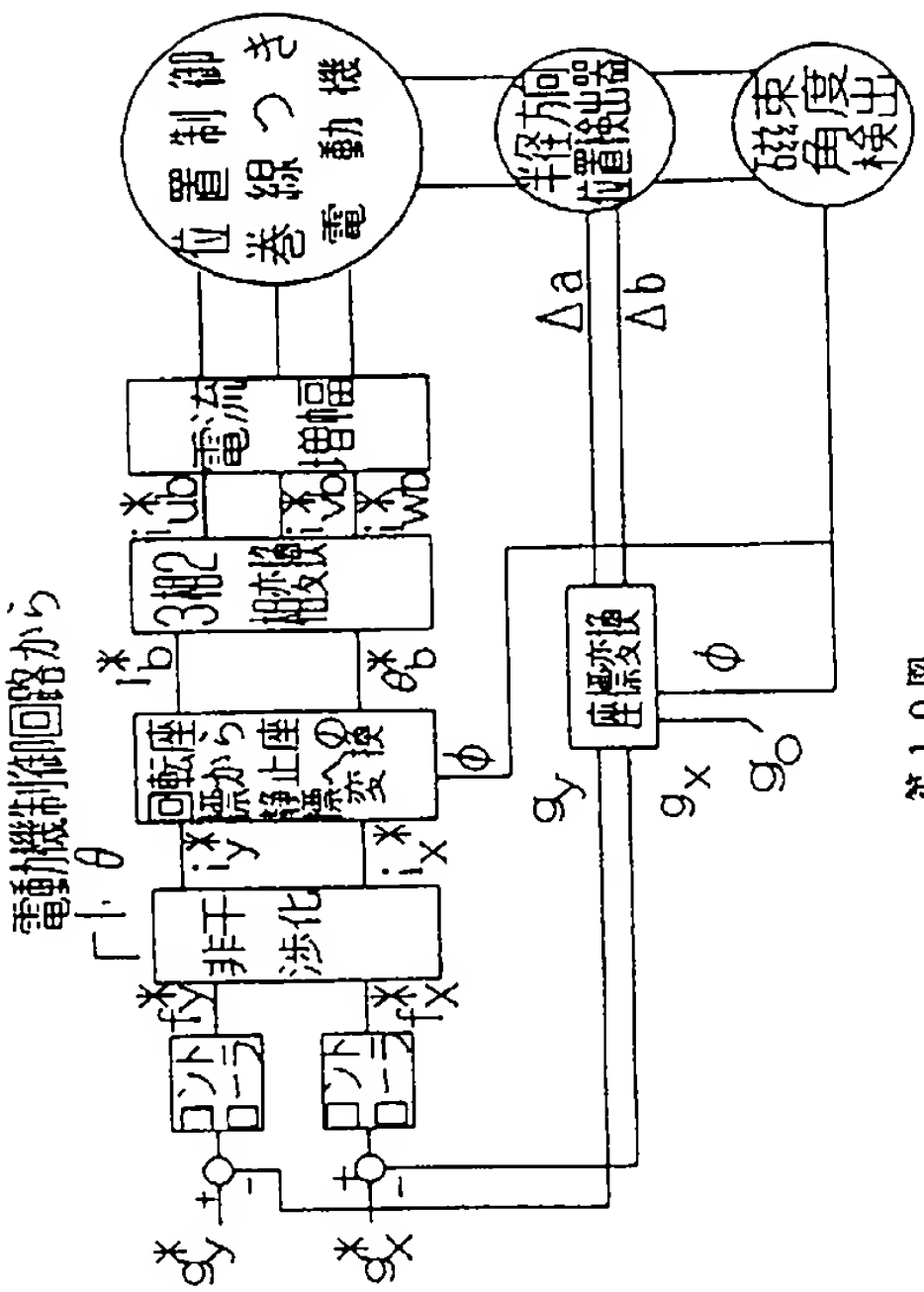


第 8 図

図面の浄書(内容に変更なし)



第9図



第10図

手続補正書

特許庁長官 吉田 文毅 殿 平成元年 五月 九 日

- 1. 事件の表示 平成元年特許願第1-9375号
- 2. 発明の名称 電動機の回転磁界を利用した半径方向回転体位置制御装置つき電磁回転機械
- 3. 補正をする者
事件との関係 特許出願人
郵便番号 152
住所 東京都目黒区緑ヶ丘1-21-9西田橋方 TEL03-723-7294
氏名 千葉 明
- 4. 補正命令の日付 平成元年5月9日
- 5. 補正の対象 願書の発明の名称、図面
- 6. 補正の内容 願書は別紙の通り、発明の名称を明細書のも
のと一致させた。
図面は第6、10図を鮮明な図面とし、
内容に変更無し。

方式 査 査 内

特許庁
1.5.11
出願第300